

(19)日本国特許庁 (JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-148246

(43)公開日 平成6年(1994)5月27日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>  
G 0 1 R 29/00  
H 0 4 J 13/00

識別記号 G 7808-2G  
F I

技術表示箇所

A 7117-5K

審査請求 未請求 請求項の数1 (全11頁)

(21)出願番号

特願平4-296042

(22)出願日

平成4年(1992)11月5日

(71)出願人 000003609

株式会社豊田中央研究所

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番  
地の1

(72)発明者 寺本 英二

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番  
地の1 株式会社豊田中央研究所内

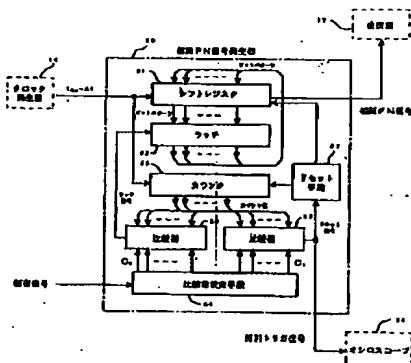
(74)代理人 弁理士 吉田 研二 (外2名)

(54)【発明の名称】遅延プロファイル測定装置

(57)【要約】

【目的】スライディング係数を任意の値に設定しつつ、遅延プロファイルの観測範囲(観測窓)を自由に設定可能な遅延プロファイル測定装置を得る。

【構成】本発明の遅延プロファイル測定装置の受信機が有する相関PN信号発生器30は、シフトレジスタ31と、カウンタ33と、それらをリセットするリセット手段37とを備えている。比較値設定手段34が設定する第1の比較値と、カウンタ33の出力とを比較し、リセット手段37にリセットタイミングを指示する第1の比較器35を含んでいる。比較値設定手段34は第2の比較値を出力し、その第2の比較値とカウンタ33の出力とを比較し、前記ラッチ32にラッチタイミングを指示する第2の比較器が含まれている。ラッチ32は、指示されたラッチタイミングでシフトレジスタ31の値を記憶し、シフトレジスタ31は指示されたリセットタイミングで、ラッチ32に記憶されている値に初期化される。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】周波数  $f_{CLK}$  の送信側クロック信号に同期する符号系列である送信側PN信号を発生する発生手段と、

前記送信側PN信号により、搬送波をスペクトラム拡散変調し、送信側スペクトル拡散変調波を出力する送信側スペクトラム拡散変調手段と、

前記送信側スペクトラム拡散変調波を放射する送信アンテナと、

を含む送信機と、

前記放射された送信側スペクトラム拡散変調波を受信する受信アンテナと、

前記周波数  $f_{CLK}$  と所定の周波数差  $\Delta f$  を有する周波数 ( $f_{CLK} - \Delta f$ ) である受信側クロック信号に同期する相関PN信号を発生する発生手段と、

前記相関PN信号により、受信搬送波をスペクトラム拡散変調し、受信側スペクトラム変調波を出力する受信側スペクトラム拡散変調手段と、

前記受信アンテナにより受信された送信側スペクトラム拡散変調波を、前記相関PN信号によって、相関検波する相関検波手段と、

を含む受信機と、

を備え、前記送信機と前記受信機との間の電波伝搬路の伝搬特性(遅延プロファイル)を測定する装置において、

前記相関PN信号発生手段は、

前記受信側クロック信号に同期して送信側PN信号と同一の符号系列からなる相関PN信号を出力するシフトレジスタと、

前記シフトレジスタのピットパターンを記憶するラッチャと、

前記受信側クロック信号のクロック数をカウントするカウンタと、

外部からの制御信号に応じて第1および第2の比較値を発生する比較値発生手段と、

前記カウンタのカウント値が前記第1の比較値に達し、クロック周波数差  $\Delta f$  に起因する前記相関PN信号と前記送信側PN信号との符号位相差が初期値から所定のピット数増加したことを検出した場合に、リセット信号を出力する第1の比較器と、

前記カウンタのカウント値が前記第2の比較値に達し、前記リセット信号が発せられるタイミングより任意のクロック数前のタイミングを検出した場合に、ラッチャ信号を前記ラッチャに供給することによって、前記ラッチャに前記シフトレジスタが付する値を記憶させる第2の比較器と、

前記リセット信号に同期して前記カウンタのカウント値を所定値へ初期化し、かつ、前記ラッチャに記憶したピットパターンを前記シフトレジスタに設定するリセット手段と、

を含み、

前記ラッチャ信号によって、前記シフトレジスタのピットパターンが前記ラッチャに一旦記憶され、その後、前記リセット信号に同期して前記ラッチャに記憶されたピットパターンが前記シフトレジスタに再び設定されることによって、相関PN信号の符号位相が制御され、

遅延プロファイルを測定する遅延時間範囲の大きさを任意の値に制限し、測定する遅延時間範囲の位置を任意に移動可能とすることを特徴とする遅延プロファイル測定装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、無線による陸上移動通信および構内通信の通信品質に影響を与えるマルチバス(多重波)伝搬特性を解析するために用いられる、遅延プロファイル測定装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】陸上移動通信あるいは構内通信においては、建造物や建物内の壁・床などの反射/回折によって電波伝搬路が複数の伝搬路の合成であるマルチバス伝搬路となり、各伝搬路の伝搬遅延時間差によりマルチバス遅延歪みが発生し通信品質が劣化する。従って、通信を行う地域の電波伝搬特性を調べる際には、マルチバス伝搬路のインパルス応答に相当する遅延プロファイルの測定が重要な項目となる。マルチバス伝搬路の遅延プロファイル測定方法としては、従来から疑似雑音(PN)信号の鋭いインパルス状の自己相関特性を利用した方法が多く使用されている。この方法は、送信側において搬送波をPN信号でスペクトラム拡散変調した信号を送信し、受信側で受信信号と送信信号の複製信号(局部基準信号)との相互相関特性を求め、マルチバス伝搬路の遅延プロファイルを得るものである。従来のこの方法を用いた測定装置の一例を図3に示す。

【0003】電波を送信する送信機1は信号発生器2、クロック発生器3、PN発生器4および変調器5で構成されている。PN発生器4はクロック発生器3から出力された周波数  $f_{CLK}$  のクロック信号に同期してPN信号を変調器5へ送出する。変調器5では信号発生器2から出力される周波数  $f_c$  の搬送波をPN信号でスペクトラム拡散変調し、送信アンテナ6を介して空中に送出する。

【0004】送出されたスペクトラム拡散信号は、複数の伝搬路からなるマルチバス伝搬路7を経由し、個々の伝搬路の伝搬遅延時間を伴って受信アンテナ8に到達し合成される。受信機9は、受信アンテナ8で受信された受信信号を、送信機側のクロック周波数  $f_{CLK}$  と所定の周波数差  $\Delta f$  を有する周波数 ( $f_{CLK} - \Delta f$ ) のクロック信号に同期した相関PN信号で搬送波をスペクトラム拡散変調した信号(局部基準信号)で相関検波を行う。

【0005】具体的には、アンテナ8で受信した中心周

波数  $f_c$  の受信信号を、局部発振器 10 で発生した周波数  $f_L$  の局部発振信号を用いて周波数変換器 11 で中心周波数  $f_{IF}$  ( $= f_c - f_L$ ) の中間周波信号に周波数変換する。この中間周波信号は移相器 12 によって位相が互いに  $90^\circ$  異なる 2 つの信号  $i$ ,  $q$  に分岐され、それ相関検波器 13, 14 に入力される。

【0006】一方、相関 PN 信号発生器 15 はクロック発生器 16 から出力された周波数 ( $f_{CLK} - \Delta f$ ) のクロック信号に同期して相関 PN 信号を発生し、この相関 PN 信号を変調器 17 へ送出する。なお、この相関 PN 信号発生器 15 から出力される相関 PN 信号と送信機の PN 発生器 4 から出力される PN 信号とは同一の符号系列で構成され、その符号長は共に M ビットとする。

【0007】変調器 17 は、信号発生器 18 から出力された周波数  $f_{IF}$  を有する搬送波を相関 PN 信号発生器 15 から出力される相関 PN 信号でスペクトラム拡散変調して局部基準信号を発生し、相関検波器 13, 14 へ送出する。

【0008】相関検波器 13, 14 は同一構成であり、それぞれ乗算器 19, 20 と積分器 21, 22 で構成されている。この乗算器 19, 20 は、上述した  $90^\circ$  位相が異なる信号である  $i$ ,  $q$  信号と局部基準信号とをそれぞれ乗算する。この乗算結果の信号は、それぞれ積分器 21, 22 で積分される。その結果  $i$ ,  $q$  信号と局部基準信号との相関信号である I, Q 信号が発生する。この I, Q 各信号は受信信号の  $90^\circ$  位相の異なる成分に対応しているため、演算器 23 で  $E = \sqrt{I^2 + Q^2}$  の演算を行うことによって、受信信号の振幅に対応する相関信号  $E$  が得られ、この相関信号  $E$  はオシロスコープ 24 で観測される。

【0009】図 4 はこの受信機 9 で送信機 1 からの電波を受信したときの各信号の変化を示すタイムチャートである。今、受信アンテナ 8 で受信された信号は、送信アンテナからの直接波 A と、反射物 R によって反射して受信アンテナに到達した反射波 B の 2 波の合成波で、直接波 A の振幅を  $M_A$ 、反射波 B の振幅を  $M_B$ 、2 波の伝搬経路長差に起因する伝搬遅延時間差を  $T$  とする。また、図 4 中 a, b はそれぞれ直接波 A、反射波 B を変調した PN 信号であり、図 4 中 c は受信機 9 内部で発生された局部基準信号を変調する相関 PN 信号である。ここで、各信号の目盛りは PN 信号の 1 周期の区切りを示している。

【0010】時刻  $t_0$  の受信開始時において、局部基準信号の相関 PN 信号 c が直接波 A の PN 信号 a に対して時間差  $T_s$  (ただし  $T_s > 1/f_{CLK}$ ) だけ進んでいた場合について説明する。この場合、相関 PN 信号 c と直接波 A の PN 信号 a、および相関 PN 信号 c と反射波 B の PN 信号 b のそれぞれの位相差が 1 ビット以上であるため、受信信号と局部基準信号の相関は低く、相関信号 E の値はほぼ 0 となる。

【0011】局部基準信号の相関 PN 信号 c のクロック周波数は受信信号のそれに対し  $\Delta f$  だけ低いため、時間の経過とともに信号 c と信号 a の位相差は徐々に小さくなる。そして信号 c と信号 a の位相差が 1 ビット以下となつた時点で相関信号 E は直接波 A に対応して増加し始め、時刻  $t_1$  で信号 c と信号 a が同期すると最大値  $E_1$  を示す (図 4 参照)。そしてその後は信号 c が信号 a に対して徐々に遅れるため相関信号 E は減少する。

【0012】一方、反射物 R にて反射したのち受信された反射波 B に含まれる PN 信号 b は、直接波 A の PN 信号 a に対して伝搬路の経路長差に起因する伝搬遅延時間  $T$  だけ遅れているため、相関出力 E は、さらに時間が経過し信号 c と信号 b の位相差が 1 ビット以下になつた時点で再び増加し始め、時刻  $t_2$  で c と b が同期すると最大値  $E_2$  を示し、その後減少する。

【0013】相関演算は乗算と積分の組み合わせであり線形であるから、各最大値  $E_1$  および  $E_2$  は直接波 A の振幅  $M_A$  および反射波 B の振幅  $M_B$  に比例する。また、受信信号の PN 信号の 1 ビットあたりの時間は  $1/f_{CLK}$  であり、局部基準信号の相関信号のそれは  $1/(f_{CLK} - \Delta f)$  であるから、両 PN 信号の位相が 1 ビット変化するのに必要な時間は  $1/\Delta f$  である。従って時刻  $t_0$  から時刻  $t_1$  までの時間  $T_{s1}$  の間に変化する PN 信号の位相は  $T_{s1} \cdot \Delta f$  (ビット) であり、直接波 A と反射波 B の伝搬遅延時間差  $T$  は  $T_{s1} \cdot \Delta f / f_{CLK}$  となる。すなわち、相関信号 E から受信波 A, B (A は直接波, B は反射波) の振幅と伝搬遅延時間差を求めることができる。

【0014】この従来例では、マルチバス伝搬路 7 を直接波と 1 つの反射波の 2 波によるもの例を説明したが、反射波の数がもっと多い場合でも、あるいは直接波が存在しない場合でも各伝搬路ごとの振幅と伝搬遅延時間求めることが可能である。従ってこの相関信号 E から、マルチバス伝搬路 7 の伝搬遅延時間に対する振幅特性、すなわち遅延プロファイルを求められることがわかる。

【0015】実際の遅延プロファイル測定は、通信を行うサービスエリア内を移動しながら行う場合が多いが、伝搬路の状態は受信アンテナ位置の移動に伴い変化するため、伝搬路の変化を詳細に観測するために 1 回の測定時間はできるだけ短いことが望ましい。また、測定する遅延時間範囲は受信波が存在する範囲だけで良く、他の範囲のデータは不要である。そのため、従来からこの種の遅延プロファイル測定装置では、受信機の相関 PN 信号発生器 15 に位相制御機能を付加し、局部基準信号を変調する相関 PN 信号の符号位相を制御して、測定する遅延時間範囲 (観測窓と呼ぶ) を一定の大きさに制限し、同一の範囲を短い周期で繰り返し測定する方法が良く用いられている。

【0016】図 5 に前記観測窓を実現するための位相制

御機能を備えた受信機の相関PN信号発生器15の構成例を示す。この相関PN信号発生器は、クロック発生器16からの周波数( $f_{CLK} - \Delta f$ )を持つ受信側クロック信号に同期して相関PN信号を発生するシフトレジスタ25と、クロック信号のクロック数をカウントするカウンタ26と、このカウンタのカウント値が後述する比較値Qに達したことを検出しリセット信号を出力する比較器27と、このリセット信号に同期してシフトレジスタ25のビットパターンを所定の値に初期化するとともにカウンタ26のカウンタ値を初期化するリセット手段28と、外部からの制御信号に基づき比較器27に供給される比較値Qを保持・出力する比較値設定手段29とから構成される。そして、この比較値Qに適当な値を選ぶことにより、測定する遅延時間範囲を一定の値に制限し、かつ初期化時点での相関PN信号と送信側PN信号

$$T_r = (P \cdot M) / f_{CLK} = Q / (f_{CLK} - \Delta f) \dots (1)$$

であり、(1)式を整理すると、

$$P \cdot M = Q \cdot k / (k - 1)$$

となるため、(2)式を満たすQの値を比較値として比較器27に設定する。(2)式を満たす比較値Qはスライディング係数kの値に依存はするが、複数個存在し得る。そのため、Qの値を(2)式を満たす範囲で変更することによりリセット信号発生間隔を変更し、観測窓の大きさを変更ことができる。前述したように、送信側P

$$T_r = (T_r \cdot \Delta f) / f_{CLK} = T_r / k \dots (2)$$

であり、送信側PN信号のビット数Nで表すと、

$$N = T_r \cdot f_{CLK} = (T_r \cdot f_{CLK}) / k = (P \cdot M) / k = Q / (k - 1) \dots (4)$$

となる。

【0018】マルチバス伝搬路の状態に合わせ遅延プロファイルの測定が効率良く行えるよう、観測窓のビット数Nを任意の整数とするためには、N=1となる条件を満たす整数P、Qが存在することが必要となる。

【0019】その条件は(4)式よりk=P·Mであることがわかる。すなわち、スライディング係数kは符号長Mの正の整数倍であることが必要である。通常、遅延

$$Q = N \cdot (k - 1) = 102349 \cdot N \dots (5)$$

となり、(5)式を満たすような比較値Qを用いることにより任意のビット長の観測窓を実現することが可能となる。

【0020】一方、遅延プロファイルの測定は通常送受信を離れた地点で行うため、送信機1と受信機9は別々に構成され、電源投入も別々に行われる。このため電源投入時における送信側PN信号と受信側相関PN信号の符号位相差は一般には不定であり、その結果観測窓中に受信波が存在しないことがある。そのため、測定の開始時には外部からの制御信号により比較値設定手段29の発生する比較値を上記(4)式を満たさないような値に一時的に変更し、初期化時の相関PN信号と送信側PN

$$T = (T_{bb} \cdot \Delta f) / f_{CLK} = T_{bb} / k \dots (6)$$

との符号位相差を一定に保つことによって、同一の遅延時間範囲の測定を繰り返し行うといういわゆる観測窓機能を実現することが可能である。また、このリセット信号を外部に出力し、オシロスコープ24の掃引トリガ信号とすることにより、管面上の一定の位置に上記設定された観測窓の遅延プロファイルを繰り返し表示することが可能である。

【0017】この従来技術の相関PN信号発生器では、リセット信号によって初期化されたシフトレジスタ25のビットパターンは一定値であるため、同一の遅延時間範囲の測定を繰り返し行うためには、リセット信号発生間隔T<sub>r</sub>が送信側PN信号の符号周期の整数倍となるように比較値Qを選ぶ必要がある。すなわち、符号長Mビット、P、Qを正の整数、スライディング係数k =  $f_{CLK} / \Delta f$ としたとき、リセット信号発生間隔T<sub>r</sub>は、

$$T_r = (T_r \cdot \Delta f) / f_{CLK} = T_r / k \dots (2)$$

N信号と相関PN信号が1ビットずれるのにかかる時間は $1 / \Delta f$ であり、この時間中に測定される遅延時間は送信側PN信号1ビット分の時間すなわち $1 / f_{CLK}$ であるから、リセット信号間隔T<sub>r</sub>の場合に観測される遅延時間範囲(観測窓)の大きさT<sub>w</sub>は

$$T_w = T_r \cdot N \dots (3)$$

プロファイル測定のための符号系列としては、その自己相関特性から最長系列(M系列)符号を使用する場合が多いが、M系列符号の符号長は、符号を発生するシフトレジスタの段数をnとしたとき $2^n - 1$ である。従って、PN信号が1段M系列符号の場合符号長M=2047であり、スライディング係数kが2047の例えば50倍(P=50)の102350ならば、観測窓のビット数Nとするための比較値Qは、

$$Q = N \cdot (k - 1) = 102350 \cdot N \dots (5)$$

信号の符号位相差を調整することにより、受信波が観測窓内に入るようとする。例えば比較値を上記(4)式を満たすQから(Q+1)に変更することにより、初期化時の相関PN信号の符号位相差は以前の状態から1ビット遅れ、観測窓位置は1ビット分(時間にして $1 / f_{CLK}$ )遅い方へ移動する。

【0021】しかしながら、前述した相関PN発生器には、次のような問題点がある。

【0022】オシロスコープ24で観測された2つの相関信号Eのピーク間の時間差がT<sub>w</sub>の場合、実際の伝搬遅延時間差Tは

となるが、前述のように  $k$  の値は符号長  $M$  の整数倍である必要があり 10000 とか 100000 とかの区切りの良い数値にならないため、オシロスコープの読み取り値から実際の伝搬遅延時間が直観的に求められず、その都度換算が必要となり操作が煩わしい。また、装置を実際に構成する際には、送信側と受信側の同期状態を高精度で維持するため、双方のクロック周波数  $f_{CLK}$  および  $(f_{CLK} - \Delta f)$  はルビジウム等の周波数標準器から PLL シンセサイザを用いて発生するが、例えば  $f_{CLK} = 100\text{MHz}$ 、 $k = 102350$  の場合、 $(f_{CLK} - \Delta f) = 99.9902296\cdots\text{MHz}$  となり精密な発生が必ずしも容易ではない。従って、スライディング係数  $k$  は符号長  $M$  に依存せず、自由に選択できたほうが、使い上および装置構成の上からは望ましい。

【0023】なお、本従来技術は特公平3-229535号公報により公知である。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】従来技術の相関 PN 信号発生器では、リセット信号発生時にシフトレジスタ 25 に設定するビットパターンが特定の 1 パターンに固定されているため、上記のようなスライディング係数  $k$  の制約が生じていた。

【0025】実際には、観測窓幅が  $N$  ビットの場合、リセット信号発生時にシフトレジスタ 25 に設定されるビットパターンは、設定以前のビットパターンに対して常に  $N$  ビット進んだパターンとなっている。換言すれば、設定以前のビットパターンはリセット時にシフトレジスタ 25 に設定されるビットパターンより常に  $N$  ビット遅れたパターンである。これによって、送受信クロック信号の周波数差  $\Delta f$  によってリセット信号発生間隔  $T$  中に生じた符号位相差  $N$  をキャンセルしている。従って、リセット信号に同期して相関 PN 信号の符号位相をリセット前の状態に対し  $N$  ビット進めれば、スライディング係数  $k$  がいくつであっても、 $N$  ビット幅の観測窓が実現できる。

【0026】また、シフトレジスタ 25 で発生する相関 PN 信号は符号長  $M$  を持つ周期性を有する信号であるため、現在の位相より  $N$  ビット進んだ信号は、現在の位相から  $(M-N)$  ビット遅れた信号と等しい。従って、リセット信号に対して  $(M-N)$  クロック前のシフトレジスタ 25 のビットパターンは、リセット信号発生時のビットパターンを  $N$  ビット進めたものと等しい。

【0027】本発明は、上記の性質に着目し、受信機の相関 PN 信号発生器を、スライディング係数  $k$  が任意の値である場合でも、従来技術と同様の位相制御が実行可能とすることにより、前述した問題を解決し、使いやすく、かつ実現しやすい遅延プロファイル測定装置を提供することを目的とする。

【0028】すなわち、本願発明の目的は、スライディング係数  $k$  が任意の値に設定でき、かつ、任意の  $N$  ビッ

トの観測窓が実現できる遅延プロファイル装置を提供することである。

【0029】

【課題を解決するための手段】図 1 に本発明の中核となる受信機側の相関 PN 信号発生器の原理的構成図を示す。前記目的を達成するため、本発明は、周波数  $f_{CLK}$  の送信側クロック信号に同期する符号系列である送信側 PN 信号を発生する発生手段と、前記送信側 PN 信号で、搬送波をスペクトラム拡散変調し、送信側スペクトル拡散変調波を出力する送信側スペクトラム拡散変調手段と、前記送信側スペクトラム拡散変調波を放射する送信アンテナと、を含む送信機と、前記放射された送信側スペクトラム拡散変調波を受信する受信アンテナと、前記周波数  $f_{CLK}$  と所定の周波数差  $\Delta f$  を有する周波数

$(f_{CLK} - \Delta f)$  である受信側クロック信号に同期する相関 PN 信号を発生する発生手段と、前記相関 PN 信号で、受信搬送波をスペクトラム拡散変調し、受信側スペクトラム変調波を出力する受信側スペクトラム拡散変調手段と、前記受信アンテナで受信された送信側スペクトラム拡散変調波を、前記相関 PN 信号によって、相関検波する相関検波手段と、を含む受信機と、を備え、前記送信機と前記受信機との間の電波伝搬路の伝搬特性（遅延プロファイル）を測定する装置において、前記相関 PN 信号発生手段は、前記受信側クロック信号に同期して送信側 PN 信号と同一の符号系列からなる相関 PN 信号を出力するシフトレジスタ 31 と、前記シフトレジスタのビットパターンを記憶するラッチ 32 と、前記受信側クロック信号のクロック数をカウントするカウンタ 33 と、外部からの制御信号に応じて第 1 および第 2 の比較値を発生する比較値発生手段 34 と、前記カウンタのカウント値が前記第 1 の比較値に達し、クロック周波数差  $\Delta f$  に起因する前記相関 PN 信号と前記送信側 PN 信号との符号位相差が初期値から所定のビット数増加したことを検出した場合に、リセット信号を出力する第 1 の比較器 35 と、前記カウンタのカウント値が前記第 2 の比較値に達し、前記リセット信号が発せられるタイミング

より任意のクロック数前のタイミングを検出した場合に、ラッチ信号を前記ラッチに供給することによって、前記ラッチに前記シフトレジスタが output する値を記憶させる第 2 の比較器 36 と、前記リセット信号に同期して前記カウンタのカウント値を所定値へ初期化し、かつ、前記ラッチに記憶したビットパターンを前記シフトレジスタに設定するリセット手段 37 と、を含み、前記ラッチ信号によって、前記シフトレジスタ 31 のビットパターンが前記ラッチ 32 に一旦記憶され、その後、前記リセット信号に同期して前記ラッチ 32 に記憶されたビットパターンが前記シフトレジスタ 31 に再び設定されることによって、相関 PN 信号の符号位相が制御され、遅延プロファイルを測定する遅延時間範囲の大きさを任意の値に制限し、測定する遅延時間範囲の位置を任意に移

動可能とすることを特徴とする遅延プロファイル測定装置である。

【0030】なお、本発明の遅延プロファイル測定装置全体の構成は図3に示した従来システムとほぼ同一であり、相関PN信号発生器15が図1の相関PN信号発生器30に置き換わった点だけが異なる。従って、以下において、重複する部分の構成および動作の詳細説明を省略する。

### 【0031】

【作用】ここでは、説明のため、カウンタ33は1クロック入力毎にカウント値を1ずつ増加するアップカウンタであるとし、リセット時の初期値は0であるとする。本発明の遅延プロファイル測定装置において、相関PN信号と送信側PN信号の符号位相差が1ビット増大するのに要する時間は $1/\Delta f$ であるから、比較器35に設定する比較値 $C_1$ を

$$C_1 = N \cdot (f_{clk} - \Delta f) / \Delta f$$

$$= N \cdot (k - 1) \quad (k = f_{clk} / \Delta f, \text{ 但し } k \text{ は整数})$$

とすると、リセット信号は符号位相差が初期値よりNビット増大した時点で発生する。このとき、比較器36に設定する比較値 $C_2$ を $C_1 - (M - N)$ とすると、ラッチ信号はリセット信号に対して $(M - N)$ クロック前に発生する。そのため、リセット信号発生時において、ラッチ32にはシフトレジスタ31に対して $(M - N)$ ビット遅れたビットパターン、すなわちNビット進んだパターンが保持されており、リセット信号に同期してこのビットパターンをシフトレジスタ31にロードすることにより、相関PN信号の符号位相をNビット進め、送信側PN信号との符号位相差を初期値に戻す。また従来技術の相関PN信号発生器同様、リセット信号をオシロスコープ24の掃引トリガ信号として出力する。この動作を繰り返すことにより、遅延プロファイルを測定する観測窓の幅をNビット(時間にして $N/f_{clk}$ )に制限し、同一の時間範囲の測定を繰り返し行うことが可能である。

【0032】また、比較値 $C_1$ の値が同様に $N \cdot (k - 1)$ のとき、比較値 $C_2$ を一時的に $C_1 - (M - N)$ と異なる値に設定すると、リセット信号発生時のシフトレジスタ32の位相変化量がNビット以外の値となり、次回の測定開始時点における送信側PN信号との符号位相差が変化して、測定を行う観測窓の位置が変化する。例えば比較値 $C_2$ を一時的に $C_1 - (M - (N + 1))$ とすると、リセット信号発生時に進む相関PN信号の位相は $(N + 1)$ ビットなり、観測窓位置は以前の状態と比較して1ビット分(時間にして $1/f_{clk}$ )進む。以上からわかるように比較値 $C_2$ を適切な値に選ぶことにより、任意の位置に観測窓を移動することができる。

【0033】なお、上記の説明ではカウンタ33は初期値0のアップカウンタとしたが、初期値が $N \cdot (k -$

1) のダウンカウンタであっても、比較値 $C_1$ を0、一定の観測窓位置で測定を繰り返す場合の比較値 $C_2$ を $(M - N)$ と変更することにより全く同様に動作する。

### 【0034】

【実施例】以下に本発明の好適な実施例を図を用いて説明する。

【0035】図2は本発明の実施例の遅延プロファイル測定装置の受信機に組み込まれた相関PN信号発生器30の構成を示すブロック図である。

【0036】本実施例の相関PN信号発生器は、シフトレジスタ38、ダウンカウンタ39、分周器40、比較値発生器41、比較器42、およびラッチ43から構成される。入力された周波数( $f_{clk} - \Delta f$ )のクロック信号はシフトレジスタ38に入力され、符号長Mビットの相関PN信号を発生する。

【0037】また、同じクロック信号はダウンカウンタ39に入力される。ダウンカウンタ39は初期値( $k - 1$ )から1クロック入力毎にカウント値を減じ、カウント0になった時点でカウント値を( $k - 1$ )に初期化する。この初期化信号のパルス列(周波数 $\Delta f$ )を分周比可変の分周器40でN分周し、リセット信号を発生する。この構成により、リセット信号は $N \cdot (k - 1)$ クロック毎に得られ、また外部より分周器40の分周比Nを変更することにより観測窓幅は1ビット(時間にして $1/f_{clk}$ )単位で可変となる。

【0038】一方、比較値発生器41は、観測窓位置制御信号と、分周器40の分周比から、比較器42に設定する比較値を発生する。本実施例では、ダウンカウンタ39が0になるのに同期してリセット信号が発生されることから、比較器42に設定する比較値は、同じ観測窓の測定を繰り返す場合( $M - N$ )、観測窓位置をxビット移動する場合は $(M - (N + x))$ とする。

【0039】本実施例では、比較器42はカウンタ39の値だけを比較しているため、リセット信号の1周期の間に比較器42からのラッチ信号はN回出力されるが、実際に位相制御に関係するのはリセット信号直前の1回だけであり、作用は従来と全く同様である。

### 【0040】

【発明の効果】以上述べたように、本発明の遅延プロファイル測定装置によれば、従来技術の相関PN信号発生器と同等の符号位相制御機能を有しながら、スライディング係数kはPN信号の符号長Mにかかわらず任意の整数とすることができるため、例えばk=100000のように区切りの良い数値にすることにより外部のオシロスコープの表示から伝搬遅延時間が直観的に把握でき、装置の使いやすさが向上する。また、例えば10MHzの周波数標準器から周波数( $f_{clk} - \Delta f$ )をもつクロック発生器の構成も比較的容易となり、装置の実現性も向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の遅延プロファイル測定装置の受信機に組み込まれた相関PN信号発生器の原理的構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施例装置の相関PN信号発生器のブロック図である。

〔図3〕従来装置および本発明の測定装置全体の構成を示すブロック図である。

【図4】従来装置および本発明の装置の動作を示すタイムチャートである。

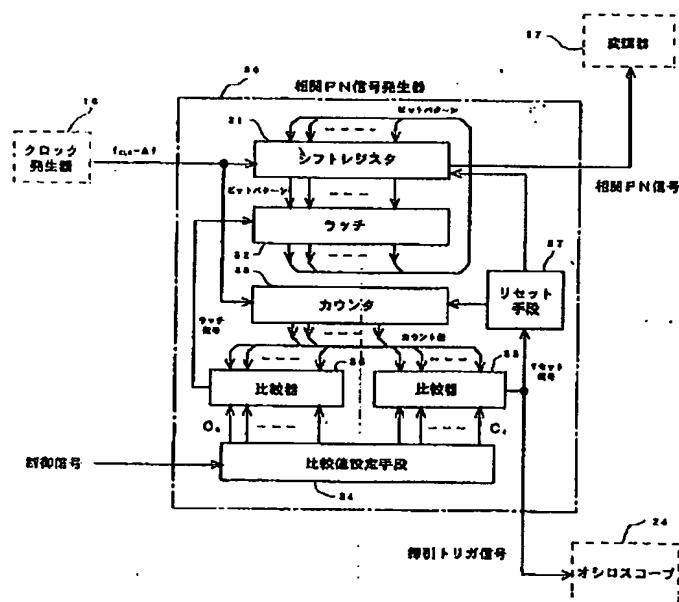
【図5】従来装置の相關PN信号発生器の構成を示すブロック図である。

### 【符号の説明】

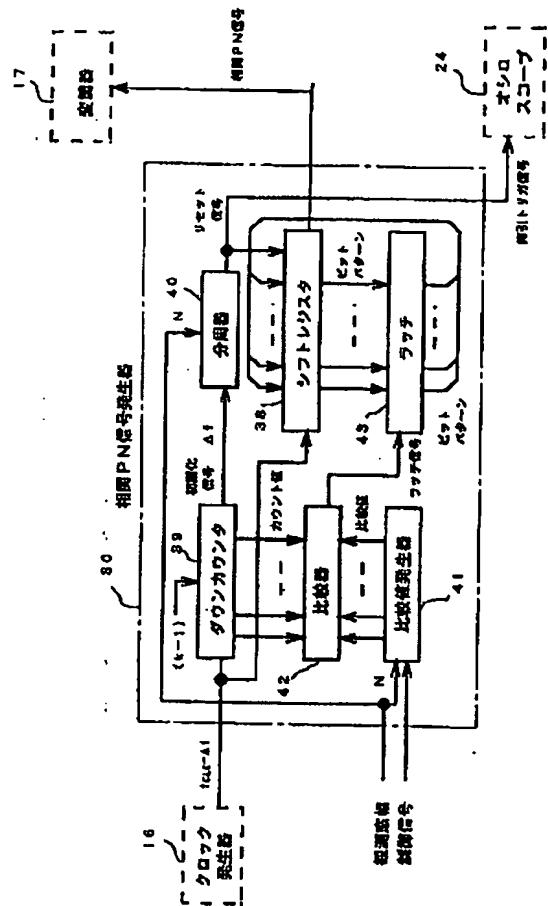
1 6	クロック発生器
1 7	変調器
2 4	オシロスコープ
3 0	相関PN信号発生器
3 1	シフトレジスタ
3 2	ラッチ
3 3	カウンタ
3 4	比較値設定手段
3 5	第1の比較器
3 6	第2の比較器
3 7	リセット手段

12

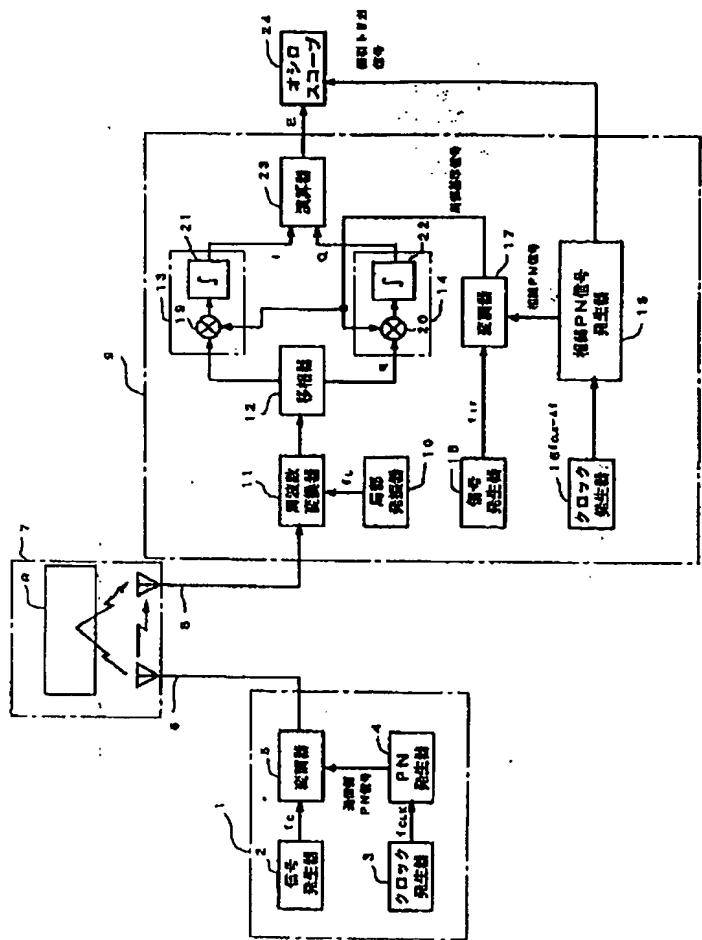
[图 1]



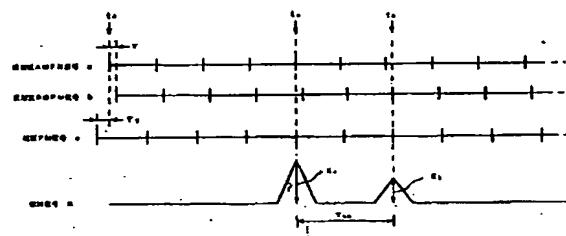
【図2】



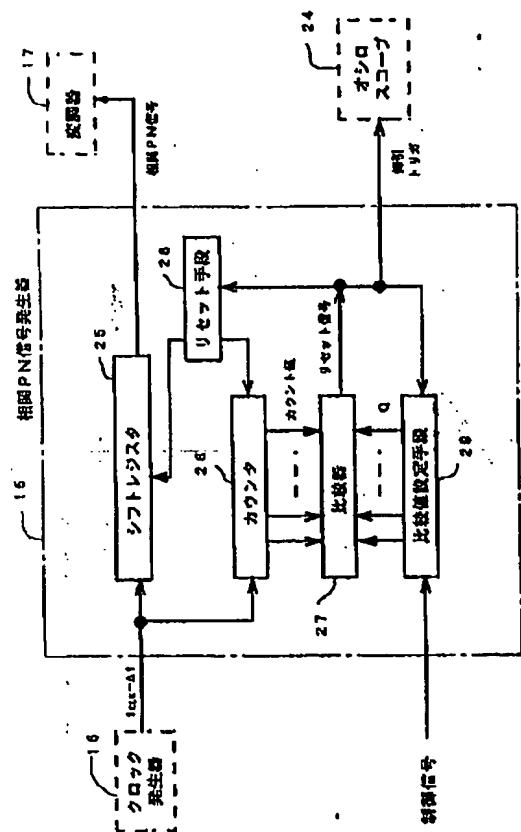
【図3】



[図4]



[図5]



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.